

TRANSIMPEDANCE CIRCUIT

Patent Number: JP2002084149
Publication date: 2002-03-22
Inventor(s): HIRAGA KIMIHISA
Applicant(s): NEW JAPAN RADIO CO LTD
Requested Patent: ☐ JP2002084149
Application Number: JP20000270578 20000906
Priority Number(s):
IPC Classification: H03F3/08; H03F1/34
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a low-noise and accurate operation, regardless of the magnitude of current generated in a photo diode.

SOLUTION: When a signal current I_i , inputted into a first transistor 1 by means of a photo diode 20, satisfies $I_i \geq I_{BE3}/R_{f1}$, the third transistor goes into a conducting state, supplying a negative feedback current to the signal input terminal 11 side via the third transistor 3. Unlike the conventional case, even if a large optical current is generated in the photo diode 20, the photo diode 20 is prevented from being turned into a solar battery mode, so as to secure stable and accurate operations.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-84149

(P2002-84149A)

(43) 公開日 平成14年3月22日 (2002.3.22)

(51) Int.Cl.

識別記号

F I

キーワード (参考)

H 0 3 F 3/08
1/34H 0 3 F 3/08
1/345 J 0 9 0
5 J 0 9 2

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願2000-270578(P2000-270578)

(22) 出願日 平成12年9月6日 (2000.9.6)

(71) 出願人 000191238

新日本無線株式会社

東京都中央区日本橋横山町3番10号

(72) 発明者 平賀 公久

埼玉県上福岡市福岡二丁目1番1号 新日本無線株式会社川越製作所内

(74) 代理人 100099818

弁理士 安孫子 勉

Fターム (参考) 5J090 AA01 AA56 CA25 CA41 FA17

FA20 HA02 HA19 HA25 HA29

HA44 MA13 MN01 TA01

5J092 AA01 AA56 CA25 CA41 FA17

FA20 HA02 HA19 HA25 HA29

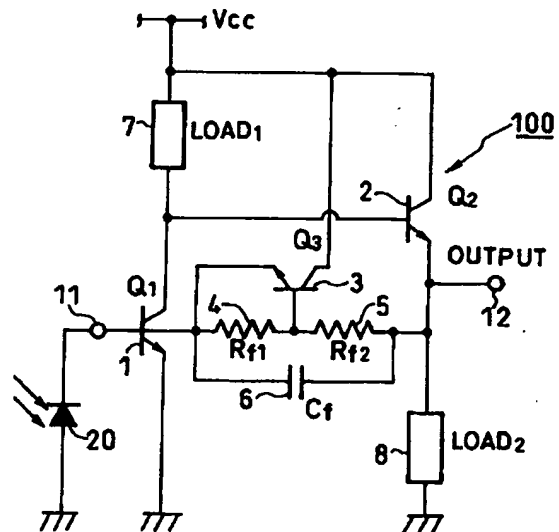
HA44 MA13 TA01 UL02

(54) 【発明の名称】 トランスインピーダンス回路

(57) 【要約】

【課題】 フォトダイオードに生ずる電流の大小に関わらず低雑音で、確実な動作を確保することのできるようにする。

【解決手段】 フォトダイオード20により第1のトランジスタ1に入力される信号電流 I_i が、第3のトランジスタ3のベース・エミッタ間電圧を V_{BE3} 、第1の帰還抵抗器4の抵抗値を R_{f1} として、 $I_i < V_{BE3}/R_{f1}$ の場合、第3のトランジスタ3は動作しないが、 $I_i > V_{BE3}/R_{f1}$ となると、第3のトランジスタ3が導通状態となり、この第3のトランジスタ3を介して信号入力端子11側へ負帰還電流が供給されることとなり、フォトダイオード20に大きな光電流が生じて、従来と異なり、フォトダイオード20が太陽電池モードになることが回避され、安定、確実な動作が確保されるようになっている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入出力間に少なくとも2つの帰還抵抗器が直列接続されてなる増幅器を有し、入力端子に接続されたフォトダイオードに流れる電流を電圧出力するよう構成されてなるトランスインピーダンス回路において、前記フォトダイオードによる入力電流が所定以上となった際に、入力側へ負帰還電流を供給する負帰還電流供給手段を設けてなることを特徴とするトランスインピーダンス回路。

【請求項2】 負帰還電流供給手段は、2つの帰還抵抗器の内、増幅器の入力側に設けられた帰還抵抗器の前記増幅器の入力端側の端部に、トランジスタのエミッタを、前記2つの帰還抵抗器の相互の接続点に、前記トランジスタのベースが、それぞれ接続される一方、前記トランジスタのコレクタに、電源電圧が印加されてなるものであることを特徴とする請求項1記載のトランスインピーダンス回路。

【請求項3】 入出力間に少なくとも2つの帰還抵抗器が直列接続されてなる増幅器を有し、入力端子に接続されたフォトダイオードに流れる電流を電圧出力するよう構成されてなるトランスインピーダンス回路において、前記2つの帰還抵抗器の内、前記増幅器の入力側に設けられた帰還抵抗器の前記増幅器の入力端側の端部に、トランジスタのエミッタを、前記2つの帰還抵抗器の相互の接続点に、前記トランジスタのベースを、それぞれ接続する一方、前記トランジスタのコレクタに、電源電圧を印加してなることを特徴とするトランスインピーダンス回路。

【請求項4】 増幅器は、増幅器用の第1及び第2のトランジスタを有してなり、前記増幅器用の第1のトランジスタのコレクタには、第1の負荷を介して電源電圧が印加されると共に、前記増幅器用の第2のトランジスタのベースが接続される一方、前記増幅器用の第1のトランジスタのエミッタは、アースに接続され、前記増幅器用の第2のトランジスタのコレクタには、電源電圧が印加される一方、前記増幅器用の第2のトランジスタのエミッタとアースとの間には、第2の負荷が接続され、前記増幅器用の第1のトランジスタのベースが入力端として、前記増幅器用の第2のトランジスタのエミッタが出力端として用いられてなることを特徴とする請求項1、請求項2又は請求項3記載のトランスインピーダンス回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電流入力を電圧出力とする回路に係り、特に、フォトダイオードに流れる電流を入力し、これを電圧出力する回路において、回路動作の安定性等の向上を図ったものに関する。

【0002】

【従来の技術】従来、例えば、フォトダイオードに流れる電流を電圧信号に変換するために、トランスインピーダンス回路と称される一種のインピーダンス変換増幅回路が用いられている。図3には、かかるトランスインピーダンス回路の基本回路構成例が示されており、以下、同図を参照しつつこの従来回路について説明する。まず、このトランスインピーダンス回路は、帰還抵抗器31が入出力間に接続されてなる増幅器30を中心に構成されており、増幅器30の反転入力端子とアースとの間に、フォトダイオード32が接続されたものとなっている。そして、かかるトランスインピーダンス回路は、その出力電圧を v_o とすれば、出力電圧は、 $v_o = -i_i \times R_f$ と得られるものとなっている。ここで、 i_i は、入力電流、すなわち、フォトダイオード32に流れる電流であり、 R_f は、帰還抵抗器31の抵抗値である。

【0003】なお、図3に示された回路において、 C_f は、この回路のいわゆる通過帯域を制限するために設けられたコンデンサであり、この回路の遮断周波数 f_c は、 $f_c = 1 / (2\pi \times C_f \times R_f)$ と定まるものとなっている。また、帰還抵抗器31と並列接続されたダイオードQ3は、この回路に大電流が入力された場合、増幅器30の飽和を防止する観点から、所定の条件下で出力電圧の圧縮を行うためのものである。すなわち、ダイオードQ3の順方向電圧を V_{D3} とすると、このダイオードQ3は、先の入力電流 i_i が、 $i_i \geq V_{D3} / R_f$ の場合に動作し始め、 $V_{D3} = V_T \ln I_{D3} / I_S$ の関係が成立するように、出力電圧をいわゆるログ圧縮するようになっており、これにより出力電圧の飽和が防止されるものとなっている。なお、ここで、 V_T は、ダイオードQ3の熱電圧($V_T = KT/q$)であり、 I_{D3} は、ダイオードQ3を流れる電流であり、 I_S は、ダイオードの逆方向飽和電流である。

【0004】かかる構成において、この回路の増幅器としての線形領域の上限は、上述の出力飽和防止ダイオードの動作開始で制限を受けることとなるため、帰還抵抗器31を変えずに大振幅まで線形動作させたい場合には、図4に示されたように、帰還抵抗器31と並列接続されるダイオードを複数直列にして、ログ圧縮動作がなされる動作点を引き上げるようにすることが行われる。

【0005】ところが、かかる上述の構成においては、出力電圧のログ圧縮が開始される点は、使用されるダイオードの数の整数倍、すなわち、 $N \times V_D / R_f$ のステップでしか可変できないため(ここで、 N は、使用されるダイオードの数、 V_D は、ダイオードの順方向電圧である)、実用性の点で十分ではないという欠点がある。

【0006】また、これらの従来回路においては、光源がフォトダイオード32の受光面と近い近距離動作時においては、以下詳述するように、光電流を負帰還できず誤動作するという問題を生ずるという欠点がある。この欠点を説明するため、ここで、トランスインピーダン

ス回路が微小信号から大信号まで取り扱う赤外線リモートコントロール回路に用いられる場合を例に採り、その要求される特性について考察して見ると以下になる。まず、光信号の強度は、距離の2乗に反比例して減衰するものであることは、公知・周知の通りである。例えば、発光光源からの光信号を、フォトダイオードを用いて光電変換する場合、発光源とフォトダイオード受光面の距離が1cm~20mの範囲内で通信可能なものとする、フォトダイオードからトランスインピーダンス回路へ供給される光電流は、代表的なフォトダイオードの特性から、大凡1nA~100μA程度のものとなる。そして、動作の安定なトランスインピーダンス回路として、1nA程度の微小な光電流（遠距離時）でも十分なS/N比が確保でき、かつ、100μA程度の比較的大きな光電流（近距離時）においては、回路が飽和することなく安定な動作が確保できることが要求される。

【0007】このような要求を満足するために、回路に必要な条件を検討して見ると、次ようになる。ま

$$\{(i_{ia})^2 + (i_f)^2\} R_f^2 + (e_{ia})^2 = i_i^2 R_f^2 \cdots \text{式1A}$$

【0009】これを、入力電流 i_i^2 について整理すると、下記する式1Bの如くとなる。

$$i_i^2 = (i_{ia})^2 + (i_f)^2 + (e_{ia})^2 / R_f^2 \cdots \text{式1B}$$

【0011】さらに、式1Bにおいて、 R_f は、十分大きいので、第3項の $(e_{ia})^2 / R_f^2$ は、無視できる程度に小さくなるので、この第3項を無視すると共に、第2項の i_f は、帰還抵抗器の熱雑音を電流換算したものである、公知・周知の熱雑音の式を用いて式1Bをさらに整理すると、下記する式1の如くとなる。

【0012】

$$i_i^2 = (i_{ia})^2 + 4KT\Delta f / R_f \cdots \text{式1}$$

【0013】ここで、Kはボルツマン定数、Tは絶対温度、 Δf は周波数帯域である。

【0014】これにより、トランスインピーダンス回路の等価入力雑音電流は、増幅器の入力電流で発生する電流性ノイズ（ショットノイズ）と、帰還抵抗器の熱雑音で決定されるものであるということが言える。帰還抵抗器は、トランスインピーダンス回路の利得を決定する要素であり、これは、トランスインピーダンス回路が用いられる装置において要求される増幅率があるために、零とすることはできない。したがって、トランスインピーダンス回路の等価入力雑音電流を小さくして、低雑音化を図るためには、増幅器の入力雑音電流を小さくする、すなわち、入力バイアス電流を小さくするのが一般的である。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】図7には、トランスインピーダンス回路のより具体的な回路構成例が示されており、この回路を参照しつつ、この入力バイアス電流の問題について見ると、この回路構成例において、入力バイアス電流を小さくするためには、トランジスタQ1の

ず、光源が遠距離時の場合に、微小光電流に対して十分なS/N比を確保するためには、増幅器入力換算雑音電流が信号光電流よりも小さくしなければならない。ここで、トランスインピーダンス回路の入力換算雑音を小さくするための条件を、図5及び図6の等価回路を用いて求めると次のようになる。すなわち、まず、図5は、トランスインピーダンス回路を、回路内に雑音源を含むような構成に表した等価回路であり、図6は、トランスインピーダンス回路を、外部に等価入力雑音源が接続されるような構成に表現した等価回路である。ここで、 i_{ia} は、初段トランジスタのベース電流で発生する電流性雑音であり、 i_f は、帰還抵抗器31の熱雑音を電流換算したものであり、 e_{ia} は、初段トランジスタのベース側で発生する熱雑音電圧である。また、-Aは、増幅器の増幅率である。かかる等価回路において、入力を開放状態とした場合、出力に現れる雑音が等しいとすると、下記する式1Aが成立する。

【0008】

【0010】

ベース電流を下げなければならない。そのためには、トランジスタQ1のコレクタ電流は、小さく設定されるのが望ましく、1μA程度のコレクタ電流が流れるように、負荷LOAD1の大きさが設定される。

【0016】ところで、図7に示された回路において、例えば、 $R_{f1} = 200K\Omega$ とする。そして、フォトダイオード32から100μAの入力電流が回路へ供給されたとすると、帰還抵抗器31には、 $(V_{D3} + V_{D4} + V_{D5}) / R_{f1}$ と表される電流が流れ、残りは、直列接続状態のダイオードQ3、Q4、Q5へ分流することとなる。このため、出力電圧は、 $V_{BE1} + V_{D3} + V_{D4} + V_{D5}$ が上限値となり、増幅率の飽和が防止されるようになっている。なお、この入力電流は、トランジスタQ2のエミッタから供給されるものであり、 V_{D3} 、 V_{D4} 及び V_{D5} はそれぞれダイオードQ3、Q4及びQ5の順方向電圧を、 V_{BE1} はトランジスタQ1のベース・エミッタ間電圧を示す。ところが、先に述べたように、光源との距離が遠い遠距離時において、光電流値が1μA程度にあっても十分なS/N比が得られるようにするという要求を満たすことを考えると、負荷LOAD1から供給される電流が1μAとなり、これが、トランジスタQ1のコレクタ電流と、トランジスタQ2のベース電流として分流されることとなる。したがって、例えば、トランジスタQ2の電流増幅率を、 $h_{fe2} = 100$ とし、先に述べた近距離時に100μAのエミッタ電流を得ようとする、ベース電流は100μA/100=1μA必要となり、負荷LOAD1から供給される1μA全てがトランジスタQ2のベース電流として使用されることになり、

トランジスタQ1のコレクタ電流が無くなるという矛盾が生ずることとなる。

【0017】実際には、トランジスタQ1のコレクタ電流も流れるため、フォトダイオード32への負帰還電流が供給されなくなり、通常、逆バイアス電圧で駆動されているフォトダイオード32は、いわゆる太陽電池モードとなり、入力端子、すなわちトランジスタQ1のベースはアース電位より低くなり、負電位となってしまう。このトランスインピーダンス回路がICとして構成されたものである場合、このフォトダイオード32の太陽電池モードへの移行による入力端子の電位の低下は、ICのサブストレート(Substrate)電位より低下することを意味し、回路全体が動作しなくなるという問題を生ずることとなる。

【0018】結局、図7に示されたような出力飽和防止回路を有したトランスインピーダンス回路においては、低雑音化のために負荷LOAD1から供給される電流を小さくすると、フォトダイオード32からの電流が大電流となる場合(近距離時)には、出力飽和防止を行うために設けられたダイオードQ3、Q4、Q5への電流供給ができなくなり、トランスインピーダンス回路の入力端が、フォトダイオード32の太陽電池モードへの移行により、負電位となってしまうという問題がある。

【0019】本発明は、上記実状に鑑みてなされたもので、光源とフォトダイオードとの遠近に関わらず低雑音で、確実な動作を確保することのできるトランスインピーダンス回路を提供するものである。本発明の他の目的は、低雑音化のために初段トランジスタのコレクタ電流を小さく設定しても、フォトダイオードに大電流が流れる場合に、フォトダイオードが太陽電池モードとなることなく、十分な電流供給が可能なトランスインピーダンス回路を提供することにある。本発明の他の目的は、出力飽和防止動作の開始点を任意に可変できるトランスインピーダンス回路を提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明の目的を達成するため、本発明に係るトランスインピーダンス回路は、出力間に少なくとも2つの帰還抵抗器が直列接続される増幅器を有し、入力端子に接続されたフォトダイオードに流れる電流を電圧出力するよう構成されてなるトランスインピーダンス回路において、前記フォトダイオードによる入力電流が所定以上となった際に、入力側へ負帰還電流を供給する負帰還電流供給手段を設けてなるものである。

【0021】かかる構成においては、増幅器における高いS/N比確保のために、その初段のトランジスタの電流が小さく設定されている場合において、入力側に接続されるフォトダイオードに流れる電流が大となる場合であっても、負帰還電流供給手段による電流供給がなされるため、従来と異なり、フォトダイオードが太陽電池モ

ードとなって、入力側の電位が負電位に引き下げられ、動作不能となるようなことが確実に回避され、動作の安定したトランスインピーダンス回路が提供されることとなるものである。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、図1及び図2を参照しつつ説明する。なお、以下に説明する部材、配置等は本発明を限定するものではなく、本発明の趣旨の範囲内で種々改変することができるものである。最初に、本発明の実施の形態におけるトランスインピーダンス回路の基本回路構成例について、図1を参照しつつ説明する。このトランスインピーダンス回路は、反転入力端子及び非反転入力端子を有してなる増幅器(例えば、演算増幅器)100を有し、その反転入力端子には、信号入力端子11が接続されており、この信号入力端子11には、フォトダイオード20のカソードが接続されるようになっている。なお、フォトダイオード20のアノードは、アースに接続されるものとなっている。また、増幅器100の反転入力端子とその出力端子との間には、直列接続状態とされた第1及び第2の帰還抵抗器(図1においては、それぞれ「 R_{f1} 」、「 R_{f2} 」と表記)4、5が、第1の帰還抵抗器4の一端が、反転入力端子側、第2の帰還抵抗器5の一端が出力端子側となるようにして接続されている。さらに、増幅器100の反転入力端子とその出力端子との間には、帯域制限用のコンデンサ(図1においては「 C_f 」と表記)6が接続されている。

【0023】また、第1の帰還抵抗器4と第2の帰還抵抗器5との接続点には、npn形の第3のトランジスタ(図1においては「Q3」と表記)3のベースが接続される一方、エミッタが第1の帰還抵抗器4の一端、換言すれば、増幅器100の反転入力端子に接続されている。そして、この第3のトランジスタ3のコレクタには、図示されない電源による所定の電源電圧が印加されるようになっている。なお、増幅器100の非反転入力端子は、アースに接続されるものとなっている。また、増幅器100の出力端子には、信号出力端子12が接続されている。かかる構成における動作説明は、次述する具体回路例の動作説明によってその動作説明に代えることとする。

【0024】図2には、上述の増幅器100の具体的な回路構成を含んだ本発明の実施の形態におけるトランスインピーダンス回路の具体回路構成例が示されており、以下、同図を参照しつつこの具体回路構成例について説明する。なお、図1に示された構成要素と同一の構成要素については、同一符号を付して、その詳細な説明を省略し、以下、異なる点を中心に説明することとする。

【0025】まず、増幅器100は、npn型の第1及び第2のトランジスタ(図2においては、それぞれ「Q1」、「Q2」と表記)1、2を中心に構成されたもの

となっている。すなわち、第1のトランジスタ1（増幅器用の第1のトランジスタ）のベースは、信号入力端子11に接続される一方、そのエミッタは、アースに接続され、また、コレクタには、第1の負荷（図2においては、「LOAD1」と表記）7の一端が接続されたものとなっている。そして、この第1の負荷7の他端は、所定の電源電圧Vccが印加されるようになっている。また、第2のトランジスタ2（増幅器用の第2のトランジスタ）は、そのベースが、第1のトランジスタ1のコレクタに接続される一方、コレクタには、所定の電源電圧Vccが印加されるようになっている。さらに、第2のトランジスタ2のエミッタとアースとの間には、第2の負荷（図2においては「LOAD2」と表記）8が設けられると共に、エミッタには信号出力端子12が接続されている。

【0026】そして、図1の基本回路構成例で説明したように、増幅器100の入出力端子間、すなわち、第1のトランジスタ1のベースと第2のトランジスタ2のエミッタとの間には、直列接続状態に構成された第1及び第2の帰還抵抗器4、5が接続されると共に、コンデンサ6が接続されている。また、第3のトランジスタ3が、図1の基本回路構成例で説明したように設けられたものとなっている。なお、第1及び第2の負荷7、8は、このトランスインピーダンス回路が用いられる装置によって要求される仕様に応じて、抵抗負荷やアクティブ負荷を適宜選択し得るものである。

【0027】次に、かかる構成における動作について説明する。まず、フォトダイオード20においては、光が入射されると、その光信号は、光電変換されて電流Iiとなり、第1のトランジスタ1のベースへ入力されることとなる。この第1のトランジスタ1へ入力される信号電流Iiが、 $I_i < V_{BE3}/R_{f1}$ の場合には、第3のトランジスタ3は動作せず、信号電流Iiは、第1及び第2の帰還抵抗器4、5を介して第2の負荷8へ流れ込むこととなり、信号出力端子12には、出力電圧Voとして $V_o = (R_{f1} + R_{f2}) \times I_i$ の電圧が出力されることとなる。なお、ここで、 V_{BE3} は、第3のトランジスタ3のベース・エミッタ間電圧、 R_{f1} は、第1の帰還抵抗器4の抵抗値、 R_{f2} は、第2の帰還抵抗器5の抵抗値であるとする。

【0028】一方、信号電流Iiが、 $I_i > V_{BE3}/R_{f1}$ の場合には、第3のトランジスタ3が導通状態となり、電源（図示せず）に接続されたコレクタに電流が流れ、その電流がエミッタを介して信号入力端子11へ負帰還電流として負帰還されることとなる。この第3のトランジスタ3のベース電流は、第2のトランジスタ2のエミッタ側から供給されるものであるが、第1の負荷7と第1のトランジスタ1のコレクタとの接続点から分流される第2のトランジスタ2のベース電流 I_{B2} を基準として見ると、この第3のトランジスタ3のベースへの供給電

流 I_{B3} は、 $I_{B3} = h_{fe2} \times h_{fe3} \times I_{B2}$ と表されるものである。ここで、 h_{fe2} は、第2のトランジスタ2の電流増幅率であり、 h_{fe3} は、第3のトランジスタ3の電流増幅率である。これを、図7に示された従来回路におけるものと比較して見ると、この図7に示された従来回路において、ダイオードQ3へトランジスタQ2から供給される電流 I_{D3} は、 $I_{D3} = h_{fe2} \times I_{B2}$ （ここで、 h_{fe2} は、図7におけるトランジスタQ2の電流増幅率であり、 I_{B2} は、同トランジスタQ2のベース電流である）となる。これより、本発明の実施の形態における回路の場合には、従来回路に比して、第3のトランジスタ3の電流増幅率の分だけさらに増幅されて供給されるようになっており、大幅な改善がなされていることが理解できる。

【0029】ここで、図2に示された回路において、具体的な回路定数を例に挙げて、第2のトランジスタ2のベース電流について従来回路と比較すると、次のようになる。例えば、フォトダイオード20の光電流が100 μA 、第1の負荷7から供給される電流を1 μA 、第2及び第3のトランジスタ2、3の電流増幅率 h_{fe2} 、 h_{fe3} を、 $h_{fe2} = h_{fe3} = 100$ とすると、第2のトランジスタ2のベース電流 I_{B2} には、10 nAあればよいこととなる。これに対して、図7に示された従来回路では、トランジスタQ2のベースに必要とされる電流が、LOAD1から供給される電流とほぼ同一であるため、トランジスタQ1のコレクタ電流を十分確保することができず、しかもトランジスタQ2のエミッタ電流が不足してしまう。ところが、本発明の実施の形態においては、上述した例のように、第2のトランジスタ2のベース電流は、第1の負荷7から供給される電流に対して極めて小さいため、従来回路におけるような不都合を生ずることがない。

【0030】また、図7に示された従来回路においては、出力電圧飽和防止のための出力電圧のログ圧縮が開始される点は、使用されるダイオードの数の整数倍でしか設定できなかったが、これに対して、本発明の実施の形態におけるトランスインピーダンス回路においては、 $(1 + R_{f2}/R_{f1}) \times V_{BE3}$ となり、第1及び第2の帰還抵抗器4、5の抵抗値を変えることで、任意に変えられる。これは、観点を換えれば、このトランスインピーダンス回路の後段に接続される回路の入力ダイナミックレンジの設計に大きな自由度を与えることになるものである。

【0031】

【発明の効果】以上、述べたように、本発明によれば、等価入力雑音電流が小さくなるように増幅器の初段トランジスタの電流が小さく設定されても、入力端に接続されるフォトダイオードに大きな光電流が生ずる場合には、入力側に十分な負帰還電流が供給されるような構成としたので、従来と異なり、フォトダイオードがいわゆる

る太陽電池モードとなって、トランスインピーダンス回路が動作不能となるようなことがなく、光源とフォトダイオードとの遠近に関わらず低雑音で、安定、確実な動作を確保することができ、信頼性の高いトランスインピーダンス回路を提供することができるという効果を奏するものである。また、2つの帰還抵抗器の内、入力側に設けられた帰還抵抗器に、負帰還電流供給手段を構成するトランジスタのベースとエミッタとを接続するような構成とすることで、フォトダイオードに大電流が生じた場合に、出力電圧の飽和防止のため、出力電圧を規制する点を、従来と異なり任意に設定することができ、使用上の自由度の高いトランスインピーダンス回路を提供することができるという効果を奏するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態におけるトランスインピーダンス回路の基本回路構成例を示す構成図である。

【図2】本発明の実施の形態におけるトランスインピーダンス回路のより具体的な回路構成例を示す回路図である。

【図3】従来回路の基本回路構成例を示す構成図である。

【図4】図3に示された構成例のトランスインピーダンス回路の線形動作範囲を大きくした場合の構成例を示す構成図である。

【図5】図3に示された従来回路を雑音源を含む等価回路へ変換した場合の回路図である。

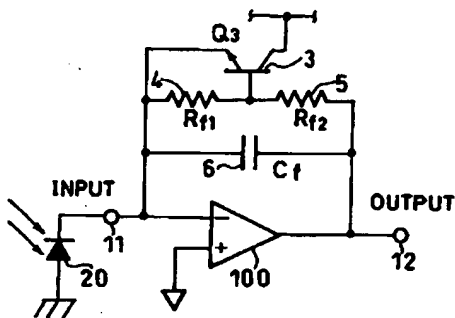
【図6】図3に示された従来回路を等価入力雑音で表した場合の回路図である。

【図7】従来回路のより具体的な回路構成例を示す回路図である。

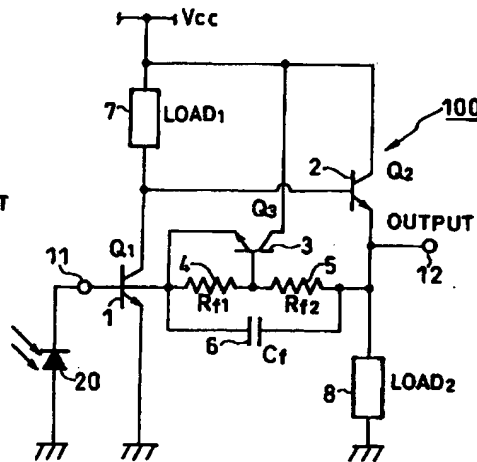
【符号の説明】

- 1…第1のトランジスタ
- 2…第2のトランジスタ
- 3…第3のトランジスタ
- 4…第1の帰還抵抗器
- 5…第2の帰還抵抗器
- 20…フォトダイオード

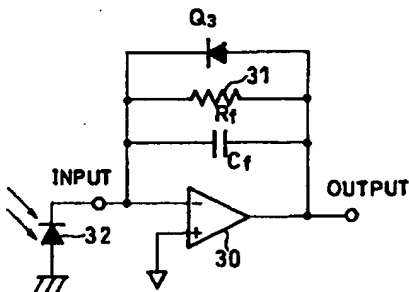
【図1】



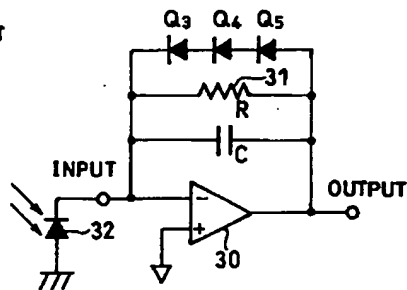
【図2】



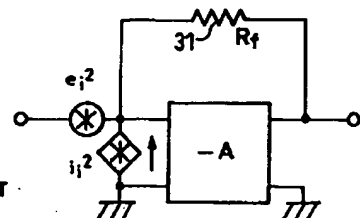
【図3】



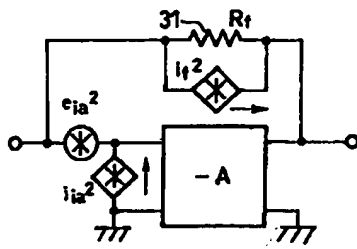
【図4】



【図6】



【図5】



【図7】

